

(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(51) Int. Cl.⁶
H04L 27/26

(11) 공개번호 특1999-028658
(43) 공개일자 1999년04월 15일

(21) 출원번호	특1997-709981	(87) 국제공개번호	WO 1997/04572
(22) 출원일자	1997년 12월 31일	(87) 국제공개일자	1997년 02월 06일
번역문제출일자	1997년 12월 31일		
(86) 국제출원번호	PCT/SE1996/00906		
(86) 국제출원출원일자	1996년 07월 03일		
(81) 지정국	AP ARIPO특허 : 케냐 레소토 말라위 EA EURASIAN특허 : 아르메니아 아제르바이잔 벨라루스 키르기즈 카자흐스탄 몰도바 EP 유럽특허 : 오스트리아 스위스 독일 덴마크 스페인 핀란드 영국 룩셈부르크 OA OAPI특허 : 부르키나파소 베냉 중앙아프리카 콩고 코트디부아르 카메룬 가봉 기네 말리 모리타니 니제르 세네갈 차드 토고 국내특허 : 알바니아 오스트레일리아 바베이도스 불가리아 브라질 캐나다 중국 체코 에스토니아 그루지야 헝가리 이스라엘 아이슬란드 일본 북한 대한민국 스리랑카 라이베리아 리투아니아 라트비아 마다가스카르 마케도니아 몽고 멕시코 노르웨이 뉴질랜드 폴란드		
(30) 우선권주장	8/502,633 1995년 07월 14일 미국(US)		
(71) 출원인	텔레포나크티에볼라게트 엘엠 에릭손 엘링 블로메 스웨덴 스톡홀름 에스-126 25		
(72) 발명자	구드먼드손 페롤스 레이프 마이클 스웨덴 키스타 에스-164 46 콜딩가탄 4 비스마르크 라르스 구스타브 스웨덴 솔렌투나 에스-191 39 민크베이건 34 앤더슨 퍼 오로프 스웨덴 하젤비 에스-165 75 알브달스베이건 63		
(74) 대리인	박길남		

심사청구 : 없음

(54) 다중캐리어 변조를 위한 펄스형성

요약

직교 주파수 분할 멀티플렉스(OFDM)시스템에서 데이터전송을 위한 방법과 시스템이 제공된다. 본 발명에서, 심볼주기(T)를 가지는 다수의 데이터심볼(C_k) 각각이 제1데이터신호를 포함하는 다수의 서브캐리어중 하나에서 변조된다(404). 그런 다음, 제1데이터신호는 주기(T)동안 펄스형성함수에 의해 승산되어 제2데이터신호를 발생시킨다. 그런 다음, 제2데이터신호는 변조되어(412), OFDM시스템의 통신채널(414)을 통해 시스템 캐리어상에 전송된다.

대표도

도3a

명세서

기술분야

본 발명은 전기통신시스템에 관한 것으로서, 특히 직교주파수 분할멀티플렉스(OFDM)시스템에서 데이터전송을 위한 펄스형성의 방법과 시스템에 관한 것이다.

배경기술

무선 전기통신시스템에서, 정보전송에 대한 공통기술은 정보를 독립 유닛으로 나누고 그런 다음 각 유닛을 독립된 RF서브캐리어에 전송한다. 독립 유닛들은 수신기에서 각 서브캐리어에서부터 수신될 수 있고

또한 원래 정보가 재구성된다. 전송을 위한 이러한 유형의 기술은 다중캐리어 변조(multicarrier modulation : MCM)로 알려져 있다.

직교주파수 분할멀티플렉싱(Orthogonal frequency division multiplexing : OFDM)은 MCM의 특정 방법이다. OFDM신호는 함께 멀티플렉스된 다수의 서브 캐리어로 구성되고, 각 서브캐리어는 상이한 주파수에 있고 또한 각 서브캐리어는 그 레벨이 연속적으로 보다는 불연속적으로 변하는 신호에 의해 변조된다.

변조신호의 레벨이 불연속적으로 변하기 때문에, 각 서브캐리어의 전력스펙트럼은 $(\sin x/x)^2$ 분포를 따른다. OFDM시스템에서, 서브캐리어 주파수($f_k, k=1, \dots, N-1$)는, 서브캐리어들이 직교되도록 결정된다. 즉 각 서브캐리어의 전력스펙트럼은 다른 각 서브캐리어의 주파수에서 0이다. 데이터심볼 세트(C_k , 여기서 $k=0, \dots, N-1$)(즉, 복소수는 전송될 정보를 나타낸다)는 OFDM시스템에서 N서브캐리어를 변조시키는데 사용된다. 각 데이터심볼(C_k)는 주어진 주파수(f_k)에서 서브캐리어를 변조시킨다. 복소수로서 정보가 표시되는 특정 방식을 변조방법에 따른다. 공통 변조방법은 위상 천이변조(phase shift keying : PSK), 차동 위상 천이변조(differential shift keying : DPSK), 직교 위상 천이변조(quadrature phase shift keying : QPSK), 및 차동 직경 이상 천이변조(differential quadrature phase shift keying : DQPSK)를 포함한다.

OFDM시스템에서 N서브캐리어에 대한 서브캐리어 주파수($f_k, k=0, \dots, N-1$)들은 기본 함수의 세트로 결정된다.

$$\psi_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k t}, & 0 \leq t < T \\ 0, & \text{가 아니면} \end{cases}$$

두개의 기본 함수가 직교되도록, 두 주파수(f_i, f_j)간의 가장작은 차이는 $1/T$ 이어서, 서브캐리어의 주파수는 다음과 같이 결정된다.

$$f_k = f_c + \frac{k}{T}, \quad \text{여기서 } k=0, \dots, N-1$$

여기서 f_c 는 시스템 캐리어주파수이고 그리고 T는 심볼시간(데이터심볼의 지속시간)이다. 그런 다음 서브캐리어 분리는 $f_0=1/T$ 로서 결정된다.

모든 N신호의 합은 OFDM신호로 불린다. 시간간격[0-T]에서 전송된 신호는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k \psi_k(t)$$

만일 $y(t)$ 가 수신기에서 수신된 신호라면, 데이터는 연산에 의해 검출될 수 있다.

$$C_k \text{ 수신된 것} = \frac{1}{T} \int_0^T y(t) \psi_k^*(t) dt$$

ψ_k^* 는 $\psi_k(t)$ 의 공액복소수이다.

상기 설명은 [0-T]에서부터 한 시간간격만을 고려하였다. 동일 길이의 다른 시간간격에 대해 동일한 연산을 수행함으로써, 전송된 전체 신호는 시간-지연된 $x(t)$ 의 버전을 합함으로써 구성되고 또한 해독될 수 있지만, 그러나 다른 시간간격(m)에 대해서는, 상이한 세트의 데이터심볼($C_k^{(m)}$)로 구성되고 해독된다.

OFDM신호가 어떻게 구성될 수 있는가의 예로서, $N=4$ 를 하고 그리고 두개의 시간간격($m=1$ 및 $m=2$) 동안 8개 데이터 심볼의 전송을 고려하자. 설명의 목적을 위해, 데이터심볼의 실수부만이 고려된다. 본 기술분야의 당업자라면, 심볼을 나타내는 데이터는 실수부와 허수부로 구성된다는 것을 알 것이다. 8개 데이터 심볼($C_k^{(m)}$)은 다음과 같이 규정된다 :

$$\begin{array}{cccc} C_0^{(1)}=1 & C_1^{(1)}=1 & C_2^{(1)}=-1 & C_3^{(1)}=-1 \\ C_0^{(2)}=1 & C_1^{(2)}=-1 & C_2^{(2)}=1 & C_3^{(2)}=1 \end{array}$$

도 1을 참조하여, 2개의 시간간격($m=1$ 및 $m=2$)동안 전송되는 8개 데이터심볼을 가지는 두 개의 OFDM신호의 실수부와 허수부를 설명된다. 신호(300)는 신호(302, 304, 306 및 308)의 합계이다. 신호(302, 304, 306 및 308)는 합성신호를 포함하는, 서브캐리어 주파수(f_k , 여기서 $k=0, \dots, N-1$)에서의 각 데이터신호를 나타낸다. 예컨대, 심볼($C_0^{(1)}=C_0^{(2)}=1$ 및 $C_1^{(m)}$, $C_2^{(m)}$ 및 $C_3^{(m)}$)들이 $m=1$ 및 $m=2$ 에 대해 0과 같다면, 전송된 신호들은 도 1 도시된 신호(308)와 같이 나타나게 된다.

$\Psi_k(t)$ 의 푸리에변환은 $f=f_k$ 에 중심을 둔 $\sin(x)/x$ -형 함수이다. 따라서, 차이(Ψ_k)의 주파수 스펙트럼은 중첩되게 된다. 그러나, 이들은 여전히 직교하고, 특히 각 스펙트럼은 최대이고 또한 다른 것들은 0이다.

도 2를 참조하여, $\Psi_k(t)$ 에 대한 주파수 스펙트럼이 설명된다. $k=0, \dots, 7$, 즉 $N=8$ 에 대한 스펙트럼이 도 2에 도시되어 있다. 도 2로부터, 주파수(f_k)에서 전송된 신호 $x(t)$ 를 샘플링함으로써, 개별적인 데이터심볼들이 다른 심볼들에 간섭을 미치지 없이 검색될 수 있다.

상기 OFDM의 설명은, 단지 한 사용자만이 모든 N 가입자에게 정보를 송신한다고 가정하였다. 이는 모뎀과 같은 포인트-대-포인트 시스템의 경우이거나 또는 고품위 텔레비전(HDTV)과 같은 방송시스템의 경우일 수 있다. 그러나, OFDM은 또한 다중액세스 전기통신시스템에 응용된다. OFDM을 사용하는 전형적인 다중액세스 전기통신시스템에서, 주파수스펙트럼을 공유하는, 동일 주파수대역에 많은 사용자가 있을 수 있다. 셀룰러 시스템이 이러한 유형의 시스템의 예이다. 셀룰러시스템에서 다운링크(기지국에서 이동국으로) 전송시에, 기지국은 상이한 서브캐리어에서 모든 사용자들을 멀티플렉스할 수 있다. 업링크(이동국에서 기지국으로)전송시에, 각 이동국에는 링크에서 특정 기지국에 의해 사용되는 서브캐리어의 전체 수보다 적은 서브캐리어의 세트가 할당될 수 있고 또한 상기에서 설명된 바와 같이 OFDM신호의 구성을 실행할 수 있다.

이상적으로, 부가적인 백색 가우시안잡음(additive white Gaussian noise : AWGN)채널에서, OFDM신호 $x(t)$ 가 심볼간 간섭(ISI)없이 전송되고 수신될 수 있다. 그러나, 전형적인 무선채널에서, 시간분산과 주파수분산(도플러 확산)이 수신된 신호의 유효성을 이룬다. 도 2로부터, 개별적인 서브캐리어 스펙트럼의 제로 크로싱이 임의적으로 천이할 수 있기 때문에, 도플러스펙트럼은 서브캐리어의 직교성을 파괴할 수 있다는 것을 명백히 알 수 있다. 이는 상이한 서브캐리어에서 전송된 데이터심볼간에 심볼간 간섭(ISI)을 야기시킨다. 부수적으로, 도 2로부터, OFDM시스템에 의해 야기된 대역간섭을 상당히 벗어날 수 있다는 것을 알 수 있다. 예컨대, 만일 f_7 이상의 주파수가 제2시스템에 할당된다면, 도 2의 서브캐리어(f_k)의 스펙트럼에 의해 야기된 주파수대역에 상당한 간섭이 있을 수 있다. 스펙트럼 붕괴가 늦으면 늦을수록, 간섭이 더 커진다.

비슷하게, 도 1은 전송된 신호에 대한 시간분산의 영향이 인접시간주기($m=1$ 및 $m=2$)에서 심볼간의 간섭을 발생시킬 수 있다는 것을 보여준다.

신호방송시스템에 있어서, ISI를 처리하기 위한 일반적인 방법은 수신기에서 등화기를 사용하는 것이다. OFDM시스템에 있어서, OFDM시스템에서의 심볼시간(T)이 신호방송시스템에서의 심볼시간 보다 일반적으로 훨씬 더 길기 때문에, ISI는 처리하기가 훨씬 더 간단하다. 상이한 서브캐리어 주파수에서 방송된 데이터심볼간의 ISI는 심볼시간(T)의 적절한 선택과 또한 이로 인한 서브캐리어분리(f_0)에 의해 감소될 수 있다. 시간간격간의 ISI는 데이터심볼들이 전송되는 시간간격간에 보호시간구간(guard time)을 도입함으로써 회피될 수 있다. 보호시간구간은 길이($T+t$)의 간격동안 유도된 전송시간 $x(t)$ 의 주기적 확장으로 도입된다. 여기서 t 는 보호시간구간이다. 보호시간구간의 도입으로, 수신된 값은 다음 연산으로 검출된다 :

$$C_k \text{ 수신된 것} = \int_t^{t+T} y(t) \Psi_k^*(t) dt$$

여기서 $y(t)$ 는 수신된 신호이다. 이 경우에, 만일 최대 시간확산이 보호구간보다 적다면, $C_k=C_k$ 가 수신된다; 이때 $k=0, \dots, N-1$ 이다(위상천이가 예컨대 파일럿신호로 검색될 수 있다고 가정한다).

상기에서 설명한 바와 같이 보호구간을 사용함으로써, 상이한 데이터블록간의 간섭이 회피된다. 한 블록의 검출은 이전 블록의 모든 나머지가 채널로부터 사라지기 전까지 이루어지지 않는다. 보호구간은, 보호구간이 채널에서 가장 긴 시간분산보다 더 긴 시간지연을 처리한다. 그러나, 만일 더 긴 시간분산이 있다면, 서브캐리어의 직교성이 더 이상 유지되지 않게 되어, 실행의 저하가 발생된다. 부수적으로, 보호구간의 사용은 대역간섭을 벗어난 수신신호에 대한 도플러확산효과를 감소시킬 수 없거나 및/또는주파수동기화 에러를 감소시킬 수 없다.

시간분산에 대해 OFDM신호의 민감성을 줄일 수 있고 또한 수신된 OFDM신호에 대한 도플러확산의 영향을 감소시킬 수 있는, OFDM시스템에 사용을 위한 방법과 시스템을 제공하는 것이 유리할 수 있다. 부수적으로, 만일 방법과 시스템이 대역간섭의 감소효과를 가진다면 더 유리할 수 있다.

발명의 상세한 설명

본 발명은 수신된 OFDM신호에 대한 시간분산과 도플러확산 심볼간 간섭(ISI)의 영향을 줄이는, 직교주파수 분할 멀티플렉스시스템(OFDM)에서 데이터전송을 위한 펄스형성의 방법과 시스템을 제공한다. 본 발명

은 또한 OFDM시스템에서 대역간섭을 줄일 수 있다.

ISI를 감소시키기 위한 통상적인 방법들은 데이터심볼들이 전송되는 간격 사이에 보호시간구간을 도입시키는 것을 포함한다. 보호시간구간은 특정 길이의 시간에 대해 전송된 신호의 주기적 확장으로 도입된다. 그러나, 보호시간구간의 사용은 도플러 확산이 영향으로 야기된 OFDM 서브캐리어간의 간섭을 줄이지 못한다. 본 발명은 시간분산과 도플러확산영향이 감소된다는 점에서, 보호시간구간에 대한 장점을 제공한다.

본 발명에서, 심볼주기(T)를 가지는 다수의 데이터심볼 각각이 다수의 서브캐리어중 하나에서 변조되어 OFDM 데이터신호를 포함하는 다수의 변조된 서브캐리어를 발생시킨다. 합성 OFDM 데이터신호는 시스템채널을 통해 시스템 캐리어에 전송되기 전에 펄스형성함수에 의해 승산한다.

본 발명의 실시예에서, 펄스형성함수는 주기(T)에 대해 상승된 코사인펄스(raised cosine pulse)일 수 있다.

이 실시예에서, 상승된 코사인펄스의 롤오프(roll-off)인자는 ISI의 감소량을 결정한다. 롤오프 인자가 높으면 높을수록, ISI의 감소가 더 커진다. 사용된 서브캐리어의 주파수들은 또한 상승된 코사인펄스의 롤오프인자에 의해 결정된다. 롤오프인자가 높으면 높을수록, 사용될 수 있는 서브캐리어의 수효가 더 크게 감소된다. 시스템에 이용될 수 있는 일정한 주파수대역폭으로, 펄스형성으로 야기된 가용 서브캐리어의 수효의 감소가 심볼간 간섭(ISI)의 감소에 대해 가중될 수 있어서, 사용된 롤오프인자를 제공한다.

도면의 간단한 설명

도 1은 두 OFDM심볼의 실수부와 허수부를 보여주는 도면.

도 2는 OFDM신호에 대한 주파수 스펙트럼을 설명하는 도면.

도 3A-3C는 시간영역 펄스형상, 주파수응답 및 두 펄스형성 함수에 대한 확장된 스케일에서 주파수응답을 보여주는 도면.

도 4A 및 4B는 본 발명의 지침에 따라 작동하는 OFDM시스템의 송신기와 수신기의 개략적인 블록도를 보여주는 도면.

도 5는 본 발명의 지침에 따라 실행된 펄스형성으로부터 발생된 OFDM신호에 대한 주파수 스펙트럼을 설명하는 도면.

도 6A 및 6B는 본 발명의 실시예에서, 주기적인 확장회로와 결합회로에 의한 데이터신호의 발생을 설명하는 도면.

실시예

본 발명에서 데이터전송을 위한 펄스형성은, 신호가 OFDM채널에 전송되기 전에 OFDM신호를 펄스형성 파형($w(t)$)으로 승산함으로써 이루어진다. 본 발명에서, 각 시간주기동안 전송된 OFDM신호($x(t)$)는 다음식으로 주어진다 :

$$x(t) = w(t) \sum_{k=0}^{N'-1} c_k \psi_k(t)$$

그리고 f_k 는 본 발명에서 다음과 같이 규정된다 :

$$f_k = f_c + \frac{\alpha k}{T}, k=0, \dots, N'-1$$

여기서 α 는 사용된 펄스형성함수($w(t)$)에 따르는 주파수 조정인자이다. 만일 $y(t)$ 가 수신된 신호라면, 데이터는 수신기에서 다음 연산에 의해 검출될 수 있다.

$$c_k \text{ 수신된 것} = \frac{1}{T} \int_0^T y(t) \psi_k^*(t) dt$$

도 3A, 3B 및 3C를 참조하여 보면, 시간 영역 펄스형상, 주파수 응답, 및 두 예의 펄스형성함수($w_1(t)$, $w_2(t)$)에 대한 확장된 스케일상의 주파수응답이 도시되어 있다. 비교목적으로, 펄스형성을 사용하지 않는 채널의 응답이 도 3A, 3B 및 3C에 도시되어 있다. 시간과 주파수 스케일들은 심볼시간(T)과 서브캐리어 주파수($f_c=0$)에 대해 정규화된다. 펄스형성함수들은 $w_1(t)$ 에 대한 1/2와 $w_2(t)$ 에 대한 1의 롤오프인자(B)로 상승된 코사인펄스로 규정된다. 상승된 코사인펄스는 다음식으로 주어진다 :

$$w(t) = \frac{1 - \cos(2\pi t/TB)}{2}, \quad 0 \leq t < \frac{T}{2}B$$

$$w(t) = 1, \quad \frac{TB}{2} \leq t < T - \frac{TB}{2}$$

$$w(t) = \frac{1 - \cos(2\pi(T-t)/TB)}{2}, \quad T - \frac{TB}{2} < t \leq T, \quad \text{for } 0 < B \leq 1,$$

세 경우 모두의 펄스존속기간(T)은 도 3A에서 동일하다.

도 3A는 간격 $0 \leq t \leq T$ 에서, 펄스형성함수($w_1(t)$ 또는 $w_2(t)$)로 $x(t)$ 를 승산함으로써 펄스형성을 하는 것을 사용하는 것은 신호($x(t)$)의 첫 번째와 마지막 부분을 감쇄시키게 되는데, 이는 $w_1(t)$ 과 $w_2(t)$ 의 진폭이 주기(T)의 시작시에 늦게 상응하고 그리고 마지막에서 붕괴되기 때문이다. 이는, 상이한 시간주기로부터의 OFDM심볼의 일부분이 시간분산으로 인해 중첩될 때 감도를 감소시키게 된다. 펄스형성이 사용되지 않으면, 신호($x(t)$)는 주기(T)에 동안 감쇄되지 않는다.

도 3B와 3C에서, 펄스형성함수($w_1(t)$ 및 $w_2(t)$)의 주파수응답에서 스펙트럼밀도의 붕괴율은 펄스형성이 사용되지 않을 때의 채널의 붕괴율보다 훨씬 더 크다. 붕괴율은 롤오프인자(B)에 직접 의존한다. 승산후, 펄스형성의 가장 빠른 붕괴율은 전송된 신호($x(t)$)의 각 서브캐리어가 펄스형성이 없는 서브캐리어보다 도플러확산에 대해 덜 민감하게 만든다. 가장 빠른 스펙트럼붕괴는 또한 전체 시스템 기저대가 빠른 스펙트럼 붕괴율을 가지게 만든다. 이는 대역 간섭을 감소시키게 된다.

도 3B와 도 3C는 또한 롤오프인자(B)에 의존하는 펄스형성함수의 스펙트럼이 펄스형성이 사용되지 않을 때의 채널의 주파수응답의 스펙트럼보다 더 넓다는 것을 보여준다. 예컨대, 1의 B를 가지는 $w_2(t)$ 의 스펙트럼은 펄스형성이 사용되지 않을 때 채널의 주파수응답의 스펙트럼의 두배 폭을 가진다. 펄스형성을 사용할 때 스펙트럼에서의 변화는 특정 주파수대역내의 서브캐리어의 직교성 관계를 변경시킨다.

따라서, 특정 펄스형성함수를 사용하는 것은 데이터전송동안 직교성을 유지하기 위하여 선택된 서브캐리어의 선택시에 조절을 필요로 한다. 이 조절을 위해 주파수 조정인자(α)가 사용된다. α 는 다음과 같이 규정된다:

$$\frac{2}{2-B}$$

서브캐리어 주파수조정의 예로서, 만일 해닝함수(Hanning function)를 포함하는 펄스형성함수($w_2(t)$)가 사용된다면, 펄스형성함수는 다음과 같이 규정될 수 있다:

$$w_2(t) = \frac{1 - \cos(2\pi t/T)}{2}, \quad 0 \leq t \leq T$$

해닝함수에 대해, $B=1$ 및 $\alpha=2$ 이다. 본 발명에서, 서브캐리어 주파수는 다음과 같이 규정된다:

$$f_k = f_c + \frac{2k}{T}, \quad k=0, \dots, \frac{N}{2} - 1,$$

따라서, 주어진 대역폭에 대해, 통상적인 OFDM과 비교하면, 모든 두번째 서브캐리어가 $C_k^{(m)}$ 에 의해 규정된 데이터심볼 세트를 전송하기 위하여 사용된다. 각 심볼(C_k)은 상기에서 규정된 바와 같은 주파수(f_k)를 가지는 서브캐리어에서 전송될 수 있다. 그러면, 전송신호($x(t)$)는:

$$x(t) = w(t) \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} C_k \psi_k(t) dt$$

만일 $y(t)$ 가 수신된 신호라면, 전송된 데이터는 수신기에서 다음 연산에 의해 복구될 수 있다:

$$C_k \text{ 수신된 것} = \frac{1}{T} \int_0^T y(t) \psi_k^*(t) dt$$

도 5를 참조하여, $w(t)\psi_k(t)$ 에 대한 주파수 스펙트럼이 설명된다. 이때 $k=0, 1, 2, 3$ 이다. 도 5로부터,

주파수(f_k)에서 전송된 신호($x(t)$)를 샘플링함으로써 개별적인 데이터심볼들이 다른 신호로부터의 간섭없이 복구될 수 있다는 것을 알 수 있다.

도 5에 도시된 주파수 스펙트럼은 펄스형성으로부터 발생된 서브캐리어(f_0, f_1, f_2 및 f_3)의 빠른 스펙트럼 붕괴율을 보여준다. 예컨대 도 2에 도시된 바와 같은 통상적인 OFDM과 비교하면, 서브캐리어간의 도플러 확산 민감도가 감소되게 된다는 것을 명확하게 알 수 있다. 또한, 주파수 스펙트럼밀도의 보다 급속한 붕괴 때문에 대역간섭의 것이 감소된다는 것이 명확히 알 수 있다.

주어진 고정된 대역폭에 대해, 본 발명의 펄스형성은 모든 가용 직교서브캐리어가 사용되는 통상적인 OFDM보다 단위 시간당 적은 데이터심볼을 필요로 한다.

상승된 코사인펄스로 표시되는 펄스형성함수를 사용하는 본 발명의 실시예가 설명된다.

도 4A와 도 4B를 참조하면, 본 발명의 지침에 따라 작동하는 OFDM시스템의 송신기(400)와 수신기(430)의 블록도가 도시되어 있다. 송신기(400)와 수신기(430)는 본 발명을 구현하기 위한 수 많은 하드웨어 구성 중 하나이다. 이 실시예에서, OFDM심볼주기(T)와 각 주기(T)에서 전송된 시간 샘플의 수(N)는 상기에서 설명된 통상적인 OFDM과 비교해 일정하게 유지된다. OFDM심볼 당 전송된 데이터심볼(C_k)의 수(N')는 펄스형성의 결과로 감소된다. 본 발명의 실시예에서, 전송된 데이터심볼(C_k)의 수(N')는 사용된 서브캐리어의 수(N')와 동일하고 또한 $N'=N/\alpha$ 로 규정된다.

송신기(400)는 직렬-병렬 변환기(402), 역 고속푸리에변환(IFET)회로(404), 주기적 확장회로(405), 펄스형성 승산기(406), N대 1 멀티플렉서(Mux)(408), 디지털-아날로그 변환기(DAC)(410) 및 변조기(412)를 포함한다. 송신기 작동시에, 직렬-병렬 변환기(402)는 N' 데이터심볼($C_k, k=0, \dots, N'-1$)을 포함하는 직렬 디지털데이터열(416)을 한 OFDM블럭(OFDM심볼)로 변환시킨다. 그런 다음, OFDM블럭을 포함하는 N' 데이터심볼(C_k)은 IFET회로(404)로 입력된다. 각 심볼(C_k)은 주파수(f_k)를 가지는 서브캐리어와 관련된 입력에 입력된다. IFFT회로(404)의 $k=0, \dots, N'-1$ 에 대한 출력들은 각각 다음과 같이 표현된다:

$$z_n = \sum_{k=0}^{N'-1} C_k e^{j2\pi kn/N'}, \quad n=0, 1, \dots, N'-1$$

N-지점 IFFT(신호, $z_n, n=0, \dots, N'-1$)의 출력은 전송될 데이터를 반송하는 시간열 신호를 나타낸다. 이 실시예에서, OFDM심볼시간(FFT프레임)과 각 주기(T)에서 시간샘플의 수(N)가 주어진 주파수 대역폭에 대해 일정하게 남기 때문에, 시간주기(T)동안 N샘플들을 가지는 신호(a_n)을 발생시키기 위하여 주기적 확장회로(405)에서 신호(z_n)에 대해 주기적 확장이 실행된다.

주기적 확장회로(405)에서, 열(z_n)의 다수의 첫번째 연속신호는 시간 이산열(time discrete series)(a_n)의 끝에 위치되고, 그리고 열(z_n)의 다수의 마지막 연속신호는 시간 이산열(a_n)의 처음에 위치된다. 신호(a_n)는 다음으로 규정된다:

$$a_n = z_{(n-(N-N'))/2 \bmod N'}, \quad n=0, 1, \dots, N-1$$

도 6을 참조하여 보면, 주기적 확장회로(405)에 의해 실행되는 함수가 도시되어 있다. 도 6A는 각 OFDM심볼에서 샘플의 수(N)가 10과 동일하고, 데이터 심볼(C_k)의 수(N')가 6과 동일한 예를 보여준다.

시간영역에서 펄스형성을 수행하기 위하여, 시간열 신호(a_n)는 값($x_k, k=0, \dots, N-1$)을 발생시키기 위하여 시간 이산 펄스형성함수로부터의, 선택된 폴로프인자(B)를 가지는 적절한 상수($w_n, n=0, \dots, N-1$)로 펄스형성 승산기(406)에서 승산된다. 시간 이산 펄스형성함수는 다음으로 규정된다:

$$w_n = \frac{1 - \cos(2\pi n/NB)}{2}, \quad 0 \leq n < \frac{N}{2}B$$

$$w_n = 1, \quad \frac{NB}{2} \leq n < N - \frac{NB}{2}$$

$$w_n = \frac{1 - \cos(2\pi(N-n)/NB)}{2}, \quad N - \frac{N}{2}B \leq n < N,$$

그런 다음, 인산출력(x_n, \dots, x_{N-1})은 Mux(408)를 통해 멀티플렉스되어 다음식으로 표현되는 이산 시간열을 형성한다.

$$x_n = w_n \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi k n / N}, n=0, \dots, N-1$$

여기서 $1=(n-(N-N')/2) \bmod N'$ 이다. 그런 다음, 이산 시간열(x_n)은 DAC(410)로 입력된다. DAC에서 이산 시간열은 아날로그 파형($x(t)$)로 변환된다. 그런 다음, 아날로그 파형($x(t)$)는 변조기(412)로 입력된다. 변조기에서 아날로그 파형(418)은 f_c 에서 시스템 RF캐리어상에서 변조되어 시스템 RF채널(414)에서 전송된다.

수신기(430)는 복조기(432), 아날로그-디지털 변환기(ADC)(434), 직렬-병렬 변환기(436), 결합회로(438), 고속푸리에변환(FFT)회로(440) 및 병렬-직렬변환기(422)를 포함한다. 수신기 작동시에, 시스템 RF캐리어는 시스템 RF채널(414)에서 수신되고 그리고 복조기(432)에서 시스템 RF캐리어로부터 복조되어 전송된 파형($x(t)$)의 수신버전인 수신 아날로그파형($b(t)$)가 획득된다. 그런 다음, 아날로그파형($b(t)$)는 ADC(434)에 입력된다. ADC에서 아날로그파형은 이산시간열 신호(b_n)으로 변환된다. 그런 다음, 이산 시간열 신호(b_n)는 직렬-병렬 변환기(436) 입력되어 병렬 데이터신호로 변환된다. 그런 다음, 병렬 데이터신호는 결합회로(438)에 입력된다. 결합회로(438)는 b_n 의 N샘플을 N'샘플로 결합하여 이산 시간열 신호(y_n)를 형성한다. 결합회로(438)에서, 이산 시간열(b_n)은 처리되어 $n=0, \dots, N'-1$ 에 대한 이산 시간열(y_n)을 발생시킨다. 신호(y_n)은 다음과 같이 규정된다:

$$y_n = b_{n+(N-N')/2} + b_{n+(N+N')/2} + b_{n-(N-3N')/2}$$

도 6B를 참조하여, 결합회로(438)에 의해 수행되는 함수가 설명된다. 도 6은 $N=10$ 및 $N'=6$ 인 신호(b_n)의 결합예를 설명한다. b_n 은 도 6A에서 설명된 예에서 형성된 전송신호(a_n)의 수신버전이다.

그런 다음, Y_n 은 FFT회로(440)에 입력된다. 그런 다음, FFT는 수신된 전송 데이터심볼(C_k)를 검색하기 위하여 이산 시간열(y_n)의 N'샘플에서 수행된다.

$$C_k \text{ 수신된 것} = \frac{1}{N'} \sum_{n=0}^{N'-1} y_n e^{-j2\pi k n / N'}, k=0, \dots, N'-1$$

그런 다음, OFDM블럭의 수신된 데이터심볼(C_k)는 병렬-직렬변환기(442)에 입력된다. 병렬-직렬변환기에서 데이터심볼들은 직렬데이터(444)로 변환된다.

전송되게 될 N'데이터 심볼의 각 OFDM블럭(OFDM심볼)에 대해 동일한 프로세스가 송신기(400)와 수신기(430)에서 반복된다.

펄스형성을 위해 상승된 코사인함수를 사용하는 것은 α 의 인자로 가용주파수의 수를 감소시키는 한편, 동일한 주파수대역을 가지는 펄스형성이 없는 OFDM시스템과 비교하면, 본 발명의 방법과 시스템은 상이한 펄스형성함수가 사용되는 다른 실시예에 대해 탄력성있게 허용된다. 예컨대, $B=1$ 및 $\alpha=2$ 인, 공지된 상승된 코사인함수 또는 시간 이산해닝함수는 도 4A와 4B의 실시예에 사용될 수 있다. 시간 이산해닝함수는 다음과 같이 규정된다:

$$w_n = \frac{1 - \cos(2\pi n / N)}{2}$$

펄스형성을 위해 해닝함수를 사용하는 것은 2의 인자로 가용 서브캐리어주파수의 수를 감소시킨다. 선택된 펄스형성함수의 롤오프인자(B)는 1에서 0으로 이동함에 따라, 가용 주파수의 수가 증가하는 한편 스펙트럼 붕괴율과 ISI 면역성이 감소된다.

특정 펄스형성함수를 선택함으로써, 가용주파수의 수는 스펙트럼 붕괴의 비율에서 속도를 트레이드 오프함으로써 증가될 수 있다. 사용된 특정 펄스형성 함수는 본 발명이 구현되는 특정시스템의 필요에 따라 선택될 수 있다. 예컨대, 도 3B와 3C는, 1/2의 롤오프 인자(B)를 가지는, $w_1(t)$ 에 의해 주어진 펄스형성함수에 대해 가용 주파수의 수는, B가 1과 동일할 때 두개의 인자와는 반대로 1과 1/2의 인자로 감소된다는 것을 보여준다. 그러나, B가 낮아질수록 ISI면역성이 작아진다.

설명된 실시예는 펄스형성함수로서 상승된 코사인함수를 사용하는 반면, 다른 유형의 펄스형성함수가 사용될 수 있다. 임계인자는, 전송된 파형이 펄스형성으로 형성되도록 펄스형성함수가 그의 최대 진폭보다 작은 그의 진폭부를 가진다는 것이다.

상기 설명으로부터 알 수 있는 바와 같이, 본 발명은 OFDM시스템에서 데이터 전송을 위한 펄스형성의 방법과 시스템을 제공한다. 본 발명의 사용은 본 발명이 구현되는 OFDM시스템의 성능을 강화시킨다. 성능은 도플러확산에 의해 야기된 데이터심볼간의 심볼간 간섭(ISI)의 감소로 강화된다. 성능은 또한, 시간분산 효과에 의해 야기된 상이한 시간주기에서 OFDM심볼간의 ISI의 감소로 강화된다. 본 발명의 사용은 또한 대역간섭을 감소시킨다.

본 발명의 동작과 구성은 상기 설명으로부터 명확해지는 한편, 여기서 설명되고 도시된 본 발명은 특정 실시예로 특정되며, 변경과 수정이 청구항에 규정된 바와 같은 본 발명의 사상과 범위를 벗어남이 없이

이루어질 수 있다는 것을 명심해야 한다.

(57) 청구의 범위

청구항 1

송신기와 수신기 사이의 통신이 통신채널을 통해 시스템 캐리어상의 다수의 서브캐리어에서 반송되는 전기통신시스템에서 상기 통신채널을 통해 데이터를 전송하기 위한 방법에 있어서, 상기 방법은 다음 단계 :

제1데이터신호를 포함하는 다수의 변조된 서브캐리어를 발생시키기 위하여 다수의 서브캐리어중 하나에서 다수의 데이터심볼 각각을 변조시키는 단계;

제2데이터신호를 발생시키기 위하여 제1진폭이 제2진폭보다 큰, 적어도 제1진폭과 제2진폭을 가지는 함수를 포함하는 펄스형성파형으로 상기 제1데이터신호를 승산하는 단계; 및

상기 시스템 캐리어상에 상기 제2데이터신호를 전송하는 단계를 포함하는 것이 특징인 방법.

청구항 2

청구항 1에 있어서, 상기 시스템 캐리어는 주파수(f_c)를 가지고 또한 상기 변조단계는 :

심볼주기(T)를 가지는 다수의 데이터심볼(C_k) 각각을 주파수(f_k , $k=0, \dots, N'-1$)를 가지는 서브캐리어상에서 변조시키는 단계를 포함하고, 여기서 $f_k=f_c+\alpha k/t$ 이고 또한 α 는 1보다 큰 상수이고, 상기 변조된 서브캐리어는 상기 제1데이터신호를 포함하는 것이 특징인 방법.

청구항 3

청구항 2에 있어서 :

상기 시스템 캐리어상에 전송후에 상기 제2데이터신호를 포함하는 제3데이터신호($y(t)$)를 수신기에서 수신하는 단계; 및

상기 수신기에서 상기 데이터심볼(C_k , $k=0, \dots, N'-1$)세트를 검출하는 단계를 더 포함하는 것이 특징인 방법.

청구항 4

청구항 2에 있어서, 상기 펄스형성파형은 규정된 룰오프 인자를 가지는 상승된 코사인 펄스를 포함하는 것이 특징인 방법.

청구항 5

청구항 4에 있어서, 상기 펄스형성파형은 해닝함수를 포함하는 것이 특징인 방법.

청구항 6

청구항 1에 있어서, 상기 변조단계는 :

상기 제1데이터신호를 발생시키기 위하여 다수의 데이터심볼에 N' -지점 역고속푸리에변환(IFFT)를 실행하는 단계를 포함하는 것이 특징인 방법.

청구항 7

청구항 6에 있어서, 상기 승산단계는 :

확장된 데이터신호를 발생시키기 위하여 상기 제1데이터신호를 주기적으로 확장시키는 단계; 및

상기 제2데이터신호를 발생시키기 위하여 시간 이산 펄스형성함수로 상기 확장된 데이터신호를 승산하는 단계를 포함하는 것이 특징인 방법.

청구항 8

청구항 7에 있어서 :

상기 통신 채널에 전송후에 상기 제2데이터신호를 포함하는 상기 제3데이터신호를 수신기에서 검색하는 단계;

제4데이터신호를 발생시키기 위하여 상기 제3데이터신호를 결합하는 단계; 및

상기 데이터심볼세트를 발생시키기 위하여 상기 제4데이터신호에 N' -지점 고속푸리에변환(FFT)를 실행하는 단계를 더 포함하는 것이 특징인 방법.

청구항 9

청구항 7에 있어서, 상기 펄스형성함수는 규정된 룰오프 인자를 가지는 시간 이산 상승된 코사인함수를 포함하는 것이 특징인 방법.

청구항 10

청구항 9에 있어서, 상기 해닝함수는 시간 이산 해닝함수를 포함하는 것이 특징인 방법.

청구항 11

청구항 10에 있어서, 상기 시스템 캐리어는 주파수(f_c)를 가지고, 또한 상기 변조단계는 :

N' 시간 이산값을 포함하는 신호(z_n)를 포함하는 제1데이터신호를 발생시키기 위하여 각각이 심볼주기(T)를 가지는 다수의 심볼(C_k , $k=0, \dots, N'-1$)을 포함하는 데이터 심볼에 N' -지점 역 고속푸리에변환(IFFT)을 실행하는 단계를 포함하고, 상기 시간 이산값 각각은 주파수영역에서 주파수(f_k , $k=0, \dots, N'-1$)와 관련되고, 여기서 $f_k=f_c+\alpha/T$ 이고 또한 α 는 1보다 큰 상수인 것이 특징인 방법.

청구항 12

청구항 11에 있어서, 상기 승산단계는 :

N 시간 이산값을 포함하는 확장된 데이터신호(a_n)를 발생시키기 위하여 상기 심볼주기(T)동안 상기 제1데이터신호(z_n)를 주기적으로 확장시키는 단계; 및

상기 제2데이터신호($x_n=w_n a_n$, $n=0, \dots, N-1$)를 발생시키기 위하여 상기 주기(T)동안 시간 이산 펄스형성함수($w_n=w_0, w_1, \dots, w_{N-1}$)로 상기 확장된 데이터신호(a_n)를 승산하는 단계를 포함하고, 상기 펄스형성함수는 제1진폭이 제2진폭보다 큰, 제1진폭(w_{n1})과 제2진폭(w_{n2})를 가지는 것이 특징인 방법.

청구항 13

청구항 12에 있어서 :

상기 통신채널에 전송후에 상기 제2데이터신호(x_n)를 포함하는 제3데이터신호(b_n)를 수신기에서 수신하는 단계;

N' 시간 이산값을 포함하는 제4데이터신호(y_n)를 발생시키기 위해 상기 심볼주기(T)에 동안 상기 제3데이터신호(b_n)를 결합하는 단계; 및

상기 데이터심볼(C_k , $k=0, \dots, N'-1$)세트를 발생시키기 위하여 상기 제4데이터신호(y_n)에 N' -지점 고속푸리에변환(FFT)을 실행하는 단계를 더 포함하는 것이 특징인 방법.

청구항 14

청구항 12에 있어서, 상기 펄스형성함수(w_n)는 규정된 룰오프 인자를 가지는 시간 이산 상승된 코사인함수를 포함하는 것이 특징인 방법.

청구항 15

청구항 14에 있어서, 상기 펄스형성함수(w_n)는 시간 이산 해닝함수를 포함하는 것이 특징인 방법.

청구항 16

송신기와 수신기 사이의 통신이 통신채널을 통해 시스템 캐리어상의 다수의 서브캐리어에서 반송되는 전기통신시스템에서 데이터를 전송하기 위한 장치에 있어서, 상기 장치는 :

다수의 데이터심볼에서 IFFT를 실행하고 또한 제1데이터신호를 발생시키기 위한 역 고속푸리에변환(FFT)회로;

제2데이터신호를 발생시키기 위하여 시간영역에서 펄스형성함수로 상기 제1데이터신호를 승산시키기 위한 승산기; 및

상기 통신채널상에 상기 제2데이터신호를 전송시키기 위한 송신기를 포함하는 것이 특징인 장치.

청구항 17

청구항 16에 있어서, 상기 승산기는 :

확장된 신호를 발생시키기 위하여 상기 제1데이터신호를 주기적으로 확장시키기 위한 주기적 확장회로; 및

상기 제2데이터신호를 발생시키기 위하여 시간영역에서 펄스형성함수로 상기 확장된 신호를 승산시키기 위한 승산기를 포함하는 것이 특징인 장치.

청구항 18

청구항 16에 있어서, 다수의 데이터심볼들은 다수의 제1데이터심볼을 포함하고, 또한 상기 장치는 :

직렬 디지털 데이터열을 상기 다수의 제1데이터심볼로 변환시키기 위한 직렬-병렬 변환기를 포함하는 것이 특징인 장치.

청구항 19

청구항 16에 있어서, 상기 다수의 데이터심볼은 각각이 심볼주기(T)를 가지는 다수의 데이터심볼(C_k , $k=0, \dots, N'-1$)을 포함하고, 또한 상기 제1데이터신호는 N' 시간 이산값을 포함하는 신호(z_n)를 포함하고, 상

기 시간 이산값 각각은 주파수영역에서 주파수(f_k , $k=0, \dots, N'-1$)와 관련되고, 여기서 $f_k=f_c+\alpha/T$ 이고 또한 α 은 1보다 큰 상수인 것이 특징인 장치.

청구항 20

청구항 19에 있어서, 상기 승산기는;

N 이산 시간값을 포함하는 확장된 신호(a_n)를 발생시키기 위해 상기 제1데이터신호(z_n)를 주기적으로 확장시키기 위한 주기적 확장회로; 및

상기 제2데이터신호를 발생시키기 위하여 상기 주기(T)동안 시간영역에서 펄스형성함수로 상기 확장된 신호(a_n)를 승산시키기 위한 승산기를 포함하는 것이 특징인 장치.

청구항 21

청구항 20에 있어서, 신호($x_n=w_n a_n$, $n=0, \dots, N-1$)를 포함하는 제2데이터신호를 발생시키기 위해 상기 주기(T)동안 펄스형성함수($w_n=w_0, w_1, \dots, w_n$)로 상기 확장된 데이터신호(a_n)를 승산시키기 위한 승산기를 포함하고, 상기 펄스형성함수는 제1진폭이 제2진폭보다 더 큰, 적어도 제1진폭(w_{n1})과 제2진폭(w_{n2})를 가지는 것이 특징인 장치.

청구항 22

청구항 21에 있어서, 상기 승산기는 상기 제2데이터신호를 발생시키기 위해 시간영역에서 대응하는 값(w_n)의 상기 확장된 신호의 값(a_n)을 승산시키기 위한 다수의 승산기를 포함하는 것이 특징인 장치.

청구항 23

청구항 21에 있어서, 상기 펄스형성함수는 시간 이상 상승된 코사인펄스를 포함하는 것이 특징인 장치.

청구항 24

청구항 23에 있어서, 상기 펄스형성함수는 해닝함수를 포함하는 것이 특징인 장치.

청구항 25

송신기와 수신기 사이의 통신이 통신채널을 통해 시스템 캐리어상의 다수의 서브캐리어에서 반송되는 기통신시스템에서 데이터를 수신하기 위한 장치에 있어서, 상기 장치는 :

상기 통신채널상에 전송된 제1데이터신호를 수신하고 또한 제2데이터신호를 제공하기 위한 수신기;

결합된 신호를 발생시키기 위해 상기 제2데이터신호를 결합시키기 위한 결합회로; 및

상기 결합된 신호(y_n)에 FFT를 실행하여 다수의 데이터심볼을 발생시키기 위한 고속푸리에변환(FFT)회로를 포함하는 것이 특징인 장치.

청구항 26

청구항 25에 있어서, 상기 수신기는 상기 제1데이터신호를 수신하기 위한 수신기와 상기 제1데이터신호를 상기 제2데이터신호로 변환시키기 위한 직렬-병렬 변환기를 포함하는 것이 특징인 장치.

청구항 27

청구항 25에 있어서, 상기 다수의 데이터심볼을 직렬데이터로 변환시키기 위한 병렬-직렬 변환기를 더 포함하는 것이 특징인 장치.

청구항 28

청구항 25에 있어서, 상기 제2데이터신호는 N 이산 시간값을 포함하는 신호(b_n)을 포함하고 또한 상기 결합회로는 N' 이산 시간값을 포함하는 신호(y_n)를 포함하는 상기 결합신호를 발생시키기 위해 상기 제2데이터신호(b_n)를 결합시키기 위한 회로를 포함하는 것이 특징인 장치.

청구항 29

청구항 28에 있어서, 상기 시스템 캐리어는 주파수(f_c)를 포함하고, 또한 상기 고속푸리에변환회로는 상기 결합신호(y_n)에서 FFT를 실행하고 또한 다수의 데이터심볼(c_k , $k=0, \dots, N'-1$)를 발생시키기 위한 회로를 포함하고, y_n 의 시간 이산값 각각은 주파수($f_k=f_c+\alpha k/T$)로 상기 FFT와 관련되고 또한 α 는 1보다 큰 상수인 것이 특징인 장치.

청구항 30

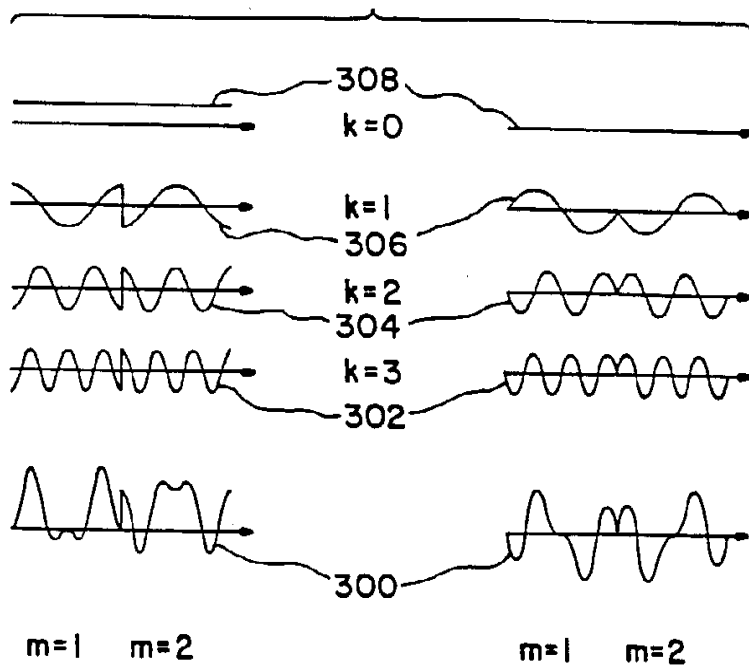
청구항 29에 있어서, 상기 수신기는 상기 제1데이터신호를 상기 제2데이터신호로 변환시키기 위한 직렬-병렬 변환기를 포함하는 것이 특징인 장치.

청구항 31

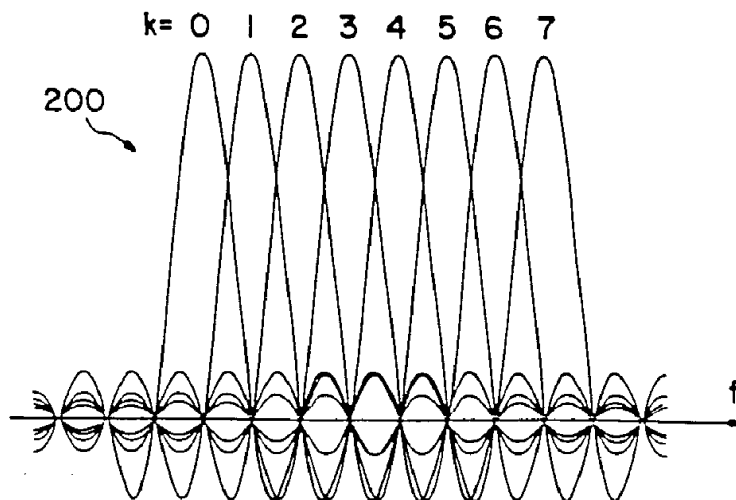
청구항 29에 있어서, 상기 다수의 데이터 심볼(c_k)를 직렬데이터로 변환시키기 위한 병렬-직렬 변환기를 더 포함하는 것이 특징인 장치.

도면

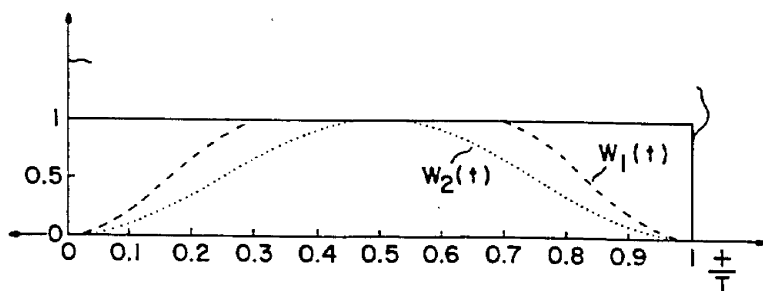
도면1



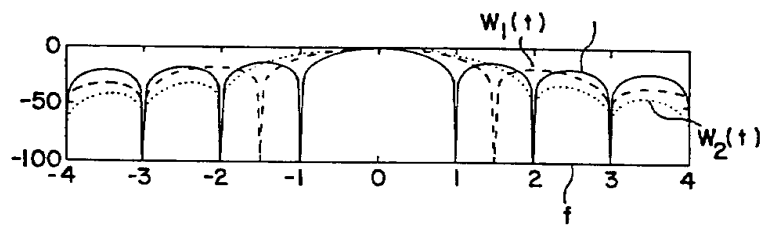
도면2



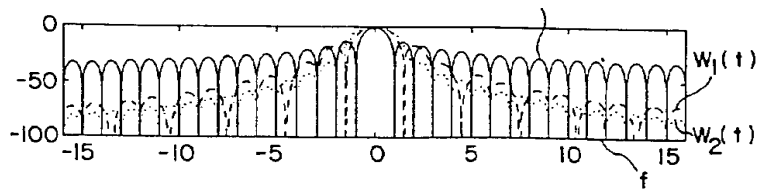
도면3a



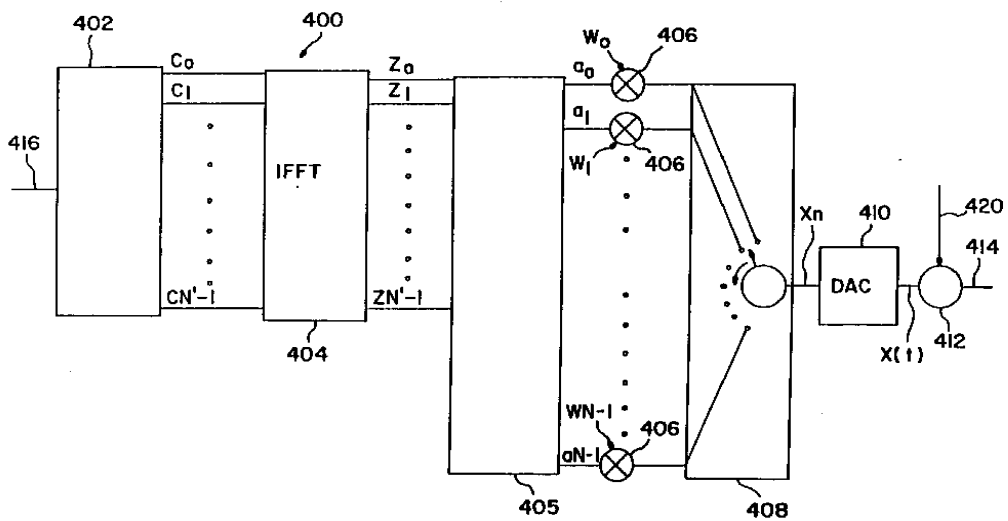
도면3b



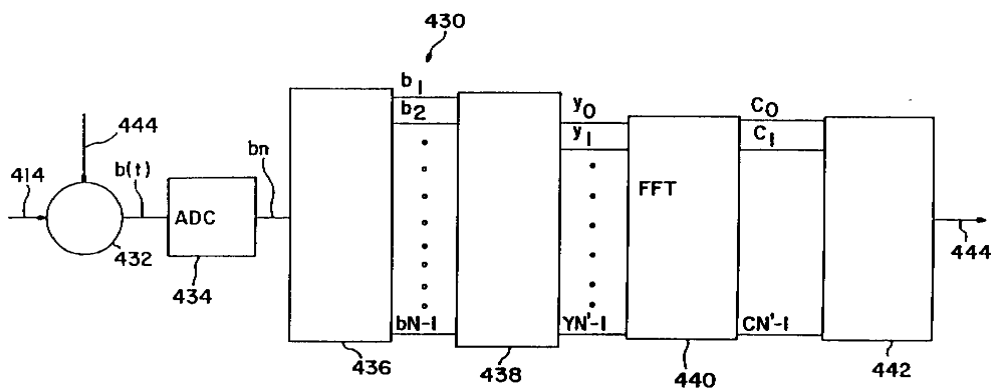
도면3c



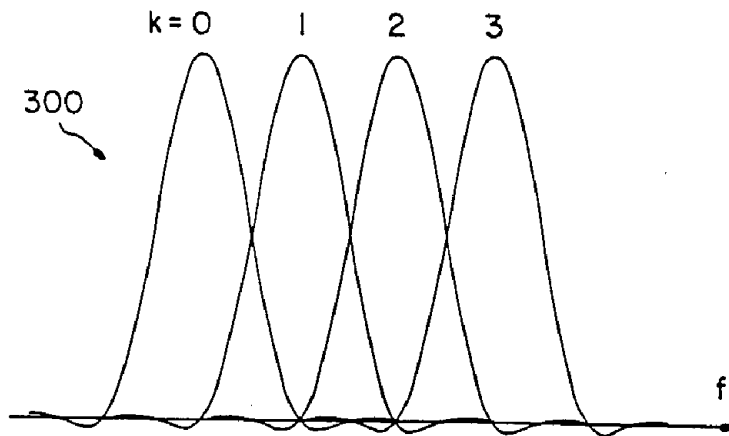
도면4a



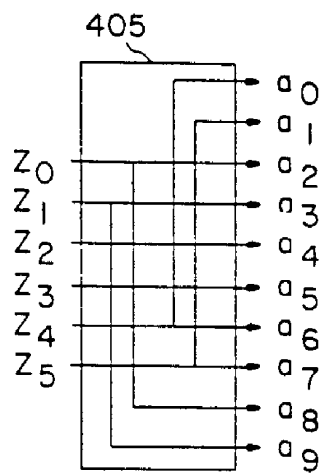
도면4b



도면5



도면6a



도면6b

